

10/522741

DT15 Rec G PCT/PTO 31 JAN 2005

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of

Inventors: Mitsuru TANABE, et al.
Serial No.: New PCT National Stage Application
Filed: January 31, 2005
For: TRANSMITTER

CLAIM FOR PRIORITY

Assistant Commissioner of Patents
Washington, D.C. 20231

Dear Sir:

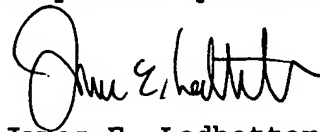
The benefit of the filing date of the following prior foreign application filed in the following foreign country is hereby requested for the above-identified application and the priority provided in 35 USC 119 is hereby claimed:

Japanese Appln. No. 2002-312724, filed October 28, 2002.

The International Bureau received the priority document within the time limit, as evidenced by the attached copy of the PCT/IB/304.

It is requested that the file of this application be marked to indicate that the requirements of 35 USC 119 have been fulfilled and that the Patent and Trademark Office kindly acknowledge receipt of this document.

Respectfully submitted,



James E. Ledbetter
Registration No. 28,732

Date: January 31, 2005

JEL/spp

Attorney Docket No. L8462.04152
STEVENS DAVIS, MILLER & MOSHER, L.L.P.
1615 L STREET, NW, Suite 850
P.O. Box 34387
WASHINGTON, DC 20043-4387
Telephone: (202) 785-0100
Facsimile: (202) 408-5200

10/522741

10 Rec'd PCT 31 JAN 2005
PCT/JP 03713586日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

17.11.03

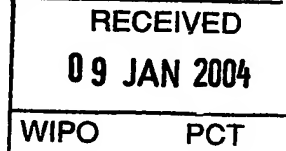
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2002年10月28日
Date of Application:

出願番号 特願2002-312724
Application Number:
[ST. 10/C]: [JP 2002-312724]

出願人 松下電器産業株式会社
Applicant(s):

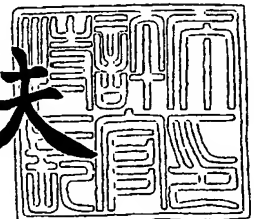


**PRIORITY
DOCUMENT**
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

2003年12月18日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 2706440016

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 1/04
H03F 3/38
H03F 1/32

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地
松下電器産業株式会社内

【氏名】 田邊 充

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地
松下電器産業株式会社内

【氏名】 佐伯 高晴

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地
松下電器産業株式会社内

【氏名】 南 善久

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100076174

【弁理士】

【氏名又は名称】 宮井 暎夫

【選任した代理人】

【識別番号】 100105979

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊藤 誠

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 010814

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0212624

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 送信機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 変調波信号を発生する変調波信号発生手段と、
前記変調波信号発生手段により発生された前記変調波信号を位相変調成分と振幅変調成分とに分離する位相振幅分離手段と、
前記位相振幅分離手段で分離された前記振幅変調成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、
電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、
前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群と、
前記振幅スライス手段によってスライスされた振幅変調成分のスライスデータに従って前記スイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、
前記スイッチ群により選択された何れかのスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として前記振幅変調成分を電圧変換するリニア電圧変換手段と、
前記位相変調成分を高周波入力端子に inputs し、前記リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅変調成分を電源端子に inputs し、結果として振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えた送信機。

【請求項 2】 変調波信号を発生する変調波信号発生手段と、
前記変調波信号発生手段により発生された前記変調波信号を位相変調成分と振幅変調成分とに分離する位相振幅分離手段と、
前記位相振幅分離手段で分離された前記振幅変調成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、
電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、
前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を各々電源電圧として前記振幅変調成分を電圧変換する複数のリニア電圧変換手段と、

前記振幅変調信号を前記複数のリニア電圧変換手段へ伝達するスイッチ群と、
前記振幅スライス手段によってスライスされた振幅変調成分のスライスデータ
に従って前記スイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと

、
前記位相変調成分を高周波入力端子に入力し、前記複数のリニア電圧変換手段
によって電圧変換された振幅変調成分を電源端子に入力し、結果として振幅と位
相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えた送信機。

【請求項 3】 位相振幅分離手段の位相変調成分の出力端と高周波電力増幅
器の入力端との間に周波数変換手段とを有することを特徴とする請求項 1 または
2 記載の送信機。

【請求項 4】 高周波電力増幅器の出力端に設けられて高周波出力電力をフ
ィードバックするフィードバック手段と、

前記フィードバック手段の信号を基に位相と振幅のタイミングずれを校正する
ための第 1 の校正信号を発生する第 1 のタイミング校正手段と、

前記第 1 のタイミング校正手段からの第 1 の校正信号を受け、位相振幅分離手
段から出力される振幅変調成分と位相変調成分のタイミングを補正する第 1 のタ
イミング補正手段とが付加されたことを特徴とする請求項 1, 2 または 3 記載の
送信機。

【請求項 5】 スイッチングレギュレータの出力端と前記リニア電圧変換手
段の電源電圧入力端との間に設けられて前記スイッチングレギュレータの出力電
圧を検出する第 1 の電圧検出手段と、

前記リニア電圧変換手段の振幅変調信号入力端子に設けられて、振幅変調成分
の電圧を検出する第 2 の電圧検出手段と、

前記振幅スライス手段でスライスされた前記振幅変調成分のスライスデータと
前記第 1 および第 2 の電圧検出手段から得られた電圧振幅データとにより、前記
振幅変調成分と前記スライスデータのタイミングずれを校正するための第 2 の校
正信号を出力する第 2 のタイミング校正手段と、

前記第 2 のタイミング校正手段からの第 2 の校正信号を受け前記振幅変調成分
と前記スライスデータのタイミングを補正する第 2 のタイミング補正手段とが付

加されたことを特徴とする請求項 1, 2, 3, または 4 記載の送信機。

【請求項 6】 リニア電圧変換手段がエミッタフォロワであることを特徴とする請求項 1, 2, 3, 4 または 5 記載の送信機。

【請求項 7】 リニア電圧変換手段がリニアレギュレータであることを特徴とする請求項 1, 2, 3, 4 または 5 記載の送信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は無線送信機に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

一般に、振幅変調を伴う変調信号において、特に QAM (直交振幅変調) などの多値変調においては、アンテナへ電力を送信するための高周波電力増幅器には線形動作が必要となる。そのため、高周波電力増幅器の動作級としては A 級、あるいは AB 級などが用いられてきた。

【0003】

しかしながら、通信のブロードバンド化に伴い、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex; 直交周波数分割多重) などマルチキャリアを用いる通信方式が利用され始め、従来の A 級、AB 級の高周波電力増幅器では高効率化が期待できない。すなわち、OFDM では、サブキャリアの重ねあわせによって、瞬間的に、全くランダムに大きな電力が発生する。つまり、平均電力とその瞬間最大電力との比、PAPR (Peak to Average Power Ratio) が大きい。そのため、このような大きな電力を有する高周波信号も線形に増幅できるよう、常に大きな直流電力を保持している必要がある。A 級動作では電源効率が最大でも 50% しかなく、特に OFDM の場合は、PAPR が大きいと電源効率は 10% 程度となってしまう。

【0004】

このため、例えば電源として電池を用いる携帯型の無線機では、連続使用可能時間が短くなり、実用上問題が生じる。

【0005】

このような課題を解決すべく、カーンの方法として知られる従来の E E R 法 (Envelope Elimination and Restoration) が提案されている (例えば特許文献 1 参照。)

図 4 は E E R 法の概略を表すブロック図である。図 4 において、端子 40 に入力された高周波変調波信号 46 たとえば Q A M は 2 分岐され、一方の信号は検波器 41 で包絡線検波され、振幅変調波信号を生成する。電源電圧 V_{dd} は振幅変調器 (振幅変調波を増幅するアンプ) 42 によって振幅変調される。このとき、振幅変調器 42 は高効率動作 ($\sim 95\%$) が可能な S 級アンプ (スイッチングレギュレータなど) を用いる。もう一方の分岐では高周波変調波信号 46 が、振幅制御増幅器 (リミッタ 43) によって振幅制御され、位相変調情報のみのベクトル波が得られる。位相変調情報をもったベクトル波は、スイッチ型アンプ 44 の R F 入力端子に入力され、たとえば電界効果型トランジスタのゲート電圧を変調する。

【0006】

ここでスイッチ型アンプとは、ドレイン電圧波形が矩形になるよう高調波制御された F 級アンプや、ドレイン電圧波形とドレイン電流波形が重ならないよう負荷条件を最適化した E 級アンプや D 級アンプをさす。

【0007】

従来の A 級アンプでは、ドレイン波形はサイン波となっていたが、サイン波の場合、ドレイン電圧とドレイン電流が同時に発生する期間が生じ、電力が消費される。一方、スイッチ型アンプ 44 は、ドレイン電流とドレイン電圧とが同時に発生する期間をできるだけ小さくし消費電力を抑制する。

【0008】

たとえば、 200 mA 、 3 V の D C 電力を供給したとすると、直流電力は 600 mW となる。スイッチ型アンプ 44 では、O F F 時には電流が流れず、電圧 V_{dd} のみが印加されるため、直流消費電力は 0 である。一方、O N 時には 200 mA の電流が流れるが、トランジスタは完全に導通しているため、ドレインソース間電圧 (V_{DS}) はせいぜい 0.3 V 程度と仮定できる。 $0.3 \times 0.2 =$

0.06 つまり 60 mW の直流電力がトランジスタの中で消費されたことになる。電源効率は実に $(600 - 60) / 600 = 90\%$ に達する。A 級アンプでは最大でも電源効率は 50% にしか達しないため、この効果は大きい。

【0009】

すなわち、スイッチ型アンプをもちいることにより、高い電源効率が実現される。しかしながら、QAM のように変調波の振幅レベルが変化する場合、ドレイン電圧もそれに伴って変化するため、そのピーク電圧を補償するようドレイン電源電圧を補償する必要がある。スイッチ型アンプを用いても完全にドレイン電圧とドレイン電流の交差をなくすことは不可能なため、ピーク電圧と逐次電圧の差とドレイン電流の交差は、電力ロスとなる。

【0010】

この問題を解決するため、EER 法ではトランジスタのゲートには定包絡振幅の位相変調信号を入力し、振幅変調信号はドレイン端子から入力する。スイッチ型アンプの出力電流はドレイン電圧に線形依存するため、振幅変調情報と位相変調情報は掛け合わされ、元の QAM 情報が復元される。このような構成をとることにより、トランジスタには電力増幅に最低限必要なドレイン電圧が供給されることになり、振幅変調を伴う変調方式であっても、電力ロスを最低限に抑えられるようスイッチ型アンプの性能を十分に引き出すことができる。

【0011】

【特許文献 1】

米国特許第 6256482 B1 (図面 3 ページ、図 6)

【0012】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、従来技術の EER 法では振幅成分を変調する振幅変調器 42 (たとえばスイッチングレギュレータ) の帯域がせいぜい 5 MHz であることから、たとえば、無線 LAN の規格である、IEEE 802.11a 規格の変調波帯域幅 20 MHz で動作させることができない。

【0013】

帯域を広げるには、振幅変調器 42 の出力に内蔵された低域通過フィルタのイ

ンダクタンスを小さくする必要がある。ところが、インダクタンスのQ値が下がるため、インダクタンスによって消費される熱量が無視できなくなり、振幅変調器42の効率が低下する。また雑音も増加する。

【0014】

また振幅変調器42としてシリーズレギュレータを用いた場合、その電圧変換量（電源電圧と振幅変調電圧の差）と高周波電力増幅器のドレイン電流の積が消費電力となり、OFDMでは平均変調波振幅電圧は電源電圧の半分以下であるため、これも高効率化が望めない。

【0015】

したがって、本発明の目的は、効率を低下させることなく、広帯域なEER法を実現することができる送信機を提供することである。

【0016】

【課題を解決するための手段】

上記の目的を達成するため、本発明の請求項1記載の送信機は、変調波信号を発生する変調波信号発生手段と、変調波信号発生手段により発生された変調波信号を位相変調成分と振幅変調成分とに分離する位相振幅分離手段と、位相振幅分離手段で分離された振幅変調成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群と、振幅スライス手段によってスライスされた振幅変調成分のスライスデータに従ってスイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、スイッチ群により選択された何れかのスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として振幅変調成分を電圧変換するリニア電圧変換手段と、位相変調成分を高周波入力端子に入力し、リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅変調成分を電源端子に入力し、結果として振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えている。

【0017】

この構成によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、振幅変調成分のレベルに応じてスイッチン

グレギュレータを選択し、選択されたスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧としてリニア電圧変換手段が振幅変調成分を電圧変換することにより振幅変調を行う構成を採用しているため、振幅変調を行うときのリニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損失も少なく抑えることができる。また、振幅変調にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域な E E R 法を実現することができる。

【0018】

本発明の請求項 2 記載の送信機は、変調波信号を発生する変調波信号発生手段と、変調波信号発生手段により発生された変調波信号を位相変調成分と振幅変調成分とに分離する位相振幅分離手段と、位相振幅分離手段で分離された振幅変調成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を各々電源電圧として振幅変調成分を電圧変換する複数のリニア電圧変換手段と、振幅変調信号を複数のリニア電圧変換手段へ伝達するスイッチ群と、振幅スライス手段によってスライスされた振幅変調成分のスライスデータに従ってスイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、位相変調成分を高周波入力端子に入力し、複数のリニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅変調成分を電源端子に入力し、結果として振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えている。

【0019】

この構成によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として複数のリニア電圧変換手段が振幅変調成分をそれぞれ電圧変換することにより振幅変調を行うとともに、振幅変調成分のレベルに応じて複数のリニア電圧変換手段の何れかを選択的に有効としているので、振幅変調を行うときのリニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイ

スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損失も少なく抑えることができる。また、振幅変調にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域な E E R 法を実現することができる。また、スイッチングレギュレータと高周波電力増幅器との間にリニア電圧変換手段が入るのみで、スイッチ手段はその経路から外しているため、請求項 1 の構成に比べて、電力損失をさらに低減することができる。

【0020】

本発明の請求項 3 記載の送信機は、請求項 1 または 2 記載の送信機において、位相振幅分離手段の位相変調成分の出力端と高周波電力増幅器の入力端との間に周波数変換手段とを有する。

【0021】

この構成によれば、位相振幅分離手段の帯域はせいぜい数百 MHz であるため、搬送波が GHz を超えるような場合、これを処理することができないが、周波数変換手段であるたとえば直交変調器などを用いることにより、容易に搬送波周波数をアップコンバートできる。

【0022】

本発明の請求項 4 記載の送信機は、請求項 1, 2 または 3 記載の送信機において、高周波電力増幅器の出力端に設けられて高周波出力電力をフィードバックするフィードバック手段と、フィードバック手段の信号を基に位相と振幅のタイミングずれを校正するための第 1 の校正信号を発生する第 1 のタイミング校正手段と、第 1 のタイミング校正手段からの第 1 の校正信号を受け、位相振幅分離手段から出力される振幅変調成分と位相変調成分のタイミングを補正する第 1 のタイミング補正手段とが付加されている。

【0023】

この構成によれば、位相変調波成分と、振幅変調波成分のタイミングが、各変調波成分の入力から高周波電力増幅器の出力にいたるまでの、レイアウト、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、正しく元の変調波を再現できないが、正確に位相変調波成分と、振幅変調成分のタイ

ミングを補正でき、高周波電力増幅器出力で正しい変調波が再現できる。

【0024】

本発明の請求項5記載の送信機は、請求項1, 2, 3, または4記載の送信機において、スイッチングレギュレータの出力端とリニア電圧変換手段の電源電圧入力端との間に設けられてスイッチングレギュレータの出力電圧を検出する第1の電圧検出手段と、リニア電圧変換手段の振幅変調信号入力端子に設けられて、振幅変調成分の電圧を検出する第2の電圧検出手段と、振幅スライス手段でスライスされた振幅変調成分のスライスデータと第1および第2の電圧検出手段から得られた電圧振幅データとにより、振幅変調成分とスライスデータのタイミングずれを校正するための第2の校正信号を出力する第2のタイミング校正手段と、第2のタイミング校正手段からの第2の校正信号を受け振幅変調成分とスライスデータのタイミングを補正する第2のタイミング補正手段とが付加されている。

【0025】

この構成によれば、振幅スライスデータと振幅変調波成分のタイミングが、振幅スライスデータと振幅変調波成分の各入力から、レイアウト、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、スライスデータによって駆動されたスイッチによって導通されたスイッチングレギュレータ出力と振幅変調波の値が大ききずれ、効率が低下するかあるいはリニア電圧変換手段がオフしてしまうが、正確に振幅スライスデータと振幅変調波成分のタイミングを補正でき、理想的な効率を実現できる。

【0026】

本発明の請求項6記載の送信機は、請求項1, 2, 3, 4または5記載の送信機において、リニア電圧変換手段がエミッタフォロワである。

【0027】

この構成によれば、P-N接合のビルトインポテンシャルで決定されるエミッターベース間電圧により、一定の電圧レベルを変換し、またフィードバックループを持たないため、ループによる帯域制限もなく、構成が簡単になる。

【0028】

本発明の請求項7記載の送信機は、請求項1, 2, 3, 4または5記載の送信

機において、リニア電圧変換手段がリニアレギュレータである。

【0029】

この構成によれば、フィードバックループにより正確に電圧レベルを制御でき、正しく振幅変調波成分をレベル変換することができる。

【0030】

【発明の実施の形態】

(第1の実施の形態)

以下、図面を参照して本発明の第1の実施の形態について説明する。本実施の形態では、広帯域変調信号を用いるIEEE802.11a規格の無線LANシステムを例にあげて説明する。無線LANシステムでは、直交する52本のマルチキャリアのそれぞれに64QAMの変調を掛け、これをマルチプレクスして変調波信号を得る。52本のキャリアは、それぞれ312.5kHz分離しており、 $52 \times 312.5 = 16.25\text{MHz}$ を占有する。

【0031】

図1は本発明の第1の実施の形態によるEER法を実現する送信機の回路図を示している。この送信機は、図1に示すように、OFDM波生成手段111と、位相振幅分離手段112と、振幅スライス手段113と、スイッチングレギュレータ群116と、スイッチ群121と、スイッチドライバ115と、直交変調器128と、シリーズレギュレータ127と、スイッチ型の高周波電力増幅器133とで構成されている。

【0032】

上記のOFDM波生成手段111は、OFDM波を生成するもので、変調波信号を発生する変調波信号発生手段に相当する。

【0033】

位相振幅分離手段112は、例えば5Vの電源電圧を入力として、OFDM波生成手段111により生成されたOFDM波信号を複素位相変調波（位相変調成分）と振幅変調波（振幅変調成分）とに分離する。

【0034】

振幅スライス手段113は、位相振幅分離手段112で分離された振幅変調成

分を段階的に異なる適当な複数の電圧レベルでスライスする。この電圧レベルとしては、例えば、0.5V、1.0V、1.5V、2.0V、2.5Vが設定される。図1には、振幅スライス手段113へ入力される振幅変調波、つまり源信号と、振幅スライス手段113の出力信号、つまりスライス信号が示されている。

【0035】

ここで、図1に示されている源信号とスライス信号の関係について説明する。振幅スライス手段113は、図1のように振幅変調波のレベルを検出し、そのレベルに対してあらかじめ設定された電圧レベルとの比較を行い、図1のように振幅変調波をスライスする。

【0036】

振幅スライスの方法は、たとえば振幅変調信号が $0.5 < \text{振幅変調レベル} \leq 1.0$ ならば1Vに丸め込み、 $1 < \text{振幅変調レベル} \leq 1.5$ なら1.5Vに丸め込むなど、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。図では計7つのレベルが存在するため、これを3ビットのデータに割り当て、3ビットのスライスデータがスイッチドライバ115に出力される。

【0037】

スイッチングレギュレータ群116は、例えば3Vの電源電圧を入力とする複数、例えば4個のスイッチングレギュレータ、つまり4個のDC-DCコンバータ117~120、141からなる。DC-DCコンバータ117~120、141は、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する。具体的には、DC-DCコンバータ117~120、141は、それぞれ3Vの電圧を2.5V、2.0V、1.5V、1.0Vの各電圧に変換する。

【0038】

スイッチ群121は、何れか1個が選択的に導通する例えば5個のスイッチ22~126、140からなり、3Vの電源電圧と、複数のDC-DCコンバータ117~120、141の出力電圧である2.5V、2.0V、1.5V、1.0Vの各電圧の何れか一つを選択する。なお、スイッチ122~126、140は、例えばMOSトランジスタで構成される。

【0039】

スイッチドライバ115は、振幅スライス手段113によってスライスされた振幅変調成分のスライスデータに従ってスイッチ群121の各スイッチ122～126, 140を選択的に導通させる。

【0040】

直交変調器128は、位相振幅分離手段112から出力される複素位相変調波成分（直交成分（Quadrature）および同相成分（In-phase））を高周波信号に変換するもので、周波数変換手段に相当する。

【0041】

シリーズレギュレータ（リニアレギュレータ）127は、スイッチ群121により選択された3Vの電源電圧もしくは何れかのスイッチングレギュレータ117～120, 141の出力電圧を電源電圧としてOFDM波信号の振幅変調成分を電圧変換するもので、リニア電圧変換手段に相当する。

【0042】

高周波電力増幅器（PA）133は、スイッチ型であって、直交変調器128から入力される高周波信号（位相変調成分を高周波変換したもの）を高周波入力端子に入力し、シリーズレギュレータ127によって電圧変換された振幅変調成分を電源端子に入力し、結果として位相および振幅がともに変調された、つまり振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する。

【0043】

以下動作について説明する、本実施の形態では、電源電圧3Vのシステムを仮定している。

【0044】

OFDM波生成手段111によって作成されたOFDM信号は、位相振幅分離手段112によって振幅変調波（振幅変調成分）と複素位相変調波（位相変調成分）とに分離されて出力される。出力された振幅変調波を基に、振幅スライス手段113は、スイッチ群121の各スイッチ121～126, 140のオン／オフをドライブするためのドライブ情報を生成する。ドライブ情報を以下スライスデータと呼ぶ。

【0045】

振幅スライスの方法は、たとえば振幅変調波の振幅変調レベルが

$0\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 0.5\text{ V}$

ならば 0.5 V に丸め込み、

$0.5\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 1.0\text{ V}$

ならば 1.0 V に丸め込み、

$1.0\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 1.5\text{ V}$

ならば 1.5 V に丸め込み、

$1.5\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 2.0\text{ V}$

ならば 2.0 V に丸め込み、

$2.0\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 2.5\text{ V}$

ならば 2.5 V に丸め込み、

$2.5\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 3.0\text{ V}$

ならば 3.0 V に丸め込むというように、振幅変調レベルが包含されるしきい値範囲を検出し、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。

【0046】

丸め込みは、次のようにして行う。DC-DCコンバータ117~120, 141は丸め込まれる電圧レベルと同じ出力電圧 (2.5 V 、 2.0 V 、 1.5 V 、 1.0 V 、 0.5 V) が出力されるよう用意される。振幅変調波のレベルに従い、スライス手段113がスイッチドライバ115にどのDC-DCコンバータ (117, 118, 119, 120または141) の出力をアクティブにするかの情報を与える。与えられた情報に従い、スイッチドライバ115はDC-DCコンバータ117~120, 141の出力段に設けられたスイッチ122~126, 140を選択的にオン/オフし、丸め込まれた電圧に対応する電圧を出力する。

【0047】

具体例を説明すると、振幅変調波が 1.2 V のときはDC-DCコンバータ119のパスがオンとなり、 1.5 V の電圧がシリーズレギュレータ127の電圧入力端子に与えられる。同様に、振幅変調波が 1.6 V のときはDC-DCコン

バータ 118 のパスがオンとなり、2.0V の電圧がシリーズレギュレータ 127 の電圧入力端子に与えられる。

【0048】

位相振幅分離手段 112 から出力された振幅変調波は、シリーズレギュレータ 127 のリファレンス入力端に入力され、シリーズレギュレータ 127 の出力電圧を変調する。このとき、シリーズレギュレータ 127 には、内部のシリーズパストランジスタ（エミッタフォロワ回路）のオフセット電圧があるため、振幅変調波はオフセット電圧分だけレベルシフトしている必要がある。

【0049】

また、振幅変調波は、スライスデータと同期がとられた形で出力されることが望ましい。

【0050】

このとき、振幅変調波とスライスデータとの同期がとれていないと、不必要に大きな電圧ドロップが現れ、電源損失が悪化してしまう。

【0051】

このような動作を実現することで、シリーズレギュレータ 127 の電圧ドロップ（DC-DC コンバータ出力とシリーズレギュレータ出力の電位差）は小さな値に保持され、シリーズレギュレータ 127 による電源損失は小さく抑えられる。

【0052】

また、複素位相変調波（位相変調成分）は、高周波搬送波信号に周波数変換する必要があるため、I（同相）信号および Q（直交）信号として直交変調器 128 に入力され、搬送波と掛け合わされる。

【0053】

高周波電力増幅器 133 には、シリーズレギュレータ 127 から出力された振幅変調波が電源端子から入力され、直交変調器 128 から出力された位相変調波（高周波信号）が、高周波信号入力端子から入力される。高周波電力増幅器 133 の出力には、位相変調波と振幅変調波とが掛け合わされた変調出力が出力され、元の OFDM（QAM）出力が得られる。

【0054】

振幅変調波と、位相変調波とは高周波電力増幅器133で掛け合わされるときには、タイミングずれがないことが望ましい。

【0055】

以上説明したとおりの動作により、期待される効果について以下に述べる。
DC-DCコンバータ117～120, 141での電源損失が96%であり、スイッチ122～126, 140の電圧ドロップが0.1Vであるとする。これらの値は、実際に市場で手に入る部品のデータを元としている。また、スイッチ型の高周波電力増幅器133の効率が80%であると仮定する。

【0056】

無線LAN IEEE802.11a規格の場合、たとえば平均出力電力は13dBmと設定されており、またピーク電力は平均電力の+10dBで23dBmとなる。したがって、高周波電力増幅器133としては、ピーク電力23dBmを出力する必要がある。高周波電力増幅器133の効率を80%とすると、AC電力PACが200mW (=23dBm) のとき、DC電力PDCは250mWとなる。このとき、出力が50Ω負荷であるとする、高周波電力増幅器133のドレイン電流は70mA必要となる。

【0057】

さらに、しきい電圧を0.5Vごとに切っているため、シリーズレギュレータ127での電圧ドロップは最高でも0.5Vであり、さらにスイッチ群121を構成する各スイッチ(MOSトランジスタ)122～126, 140のVDSを0.1Vとすると、スイッチ群121とシリーズレギュレータ127での電源損失は $70\text{mA} \times 0.6\text{V} = 42\text{mW}$ と計算される。

【0058】

また、DC-DCコンバータ117～120, 141の電源損失は4%であるから、DC-DCコンバータ117～120, 141での電源損失は $3\text{V} \times 70\text{mA} \times 0.04 = 210\text{mW} \times 0.04 = 8.4\text{mW}$ となる。

【0059】

したがって、スイッチ群121とシリーズレギュレータ127とDC-DCコンバータ117~120, 141とを合わせた電源損失は

$$42\text{ mW} + 8.4\text{ mW} = 50.4\text{ mW}$$

となる。その結果、電源効率は、

$$1 - 50.4 / 210 = 76\%$$

となる。したがって、トータルの効率は

$$76\% \times 80\% = 61\%$$

となり、通常10%程度しかない効率を大幅に改善できる。

【0060】

さらに従来、DC-DCコンバータを変調するなどしていた振幅変調部を、定電圧を出力するスイッチングレギュレータ群（DC-DCコンバータ117~120, 141）およびシリーズレギュレータ127という構成にすることにより、DC-DCコンバータ単独では困難であった広帯域化を実現できる。その理由は以下のとおりである。

【0061】

すなわち、シリーズレギュレータ127では、帯域を制限するようなローパスフィルタを設ける必要がなく、ローパスフィルタによって必然的に帯域制限されていた問題が解消され、他の要因たとえばシリーズレギュレータ127のトランジスタ特性あるいは、フィードバックループによる位相遅延などによって決定される帯域で制限される。

【0062】

これらの制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線LANなど20MHzに及ぶ変調帯域を十分に包括できる。

【0063】

さらに、高周波電力増幅器133の出力に帯域制限フィルタがあってもよい。

【0064】

さらに、DC-DCコンバータ117~120, 141は、出力にローパスフィルタも含んだものを指しており、かつシリーズレギュレータ127の出力と高周波電力増幅器133の電源端子の間に変調波帯域外のスプリアスを抑制するロ

ーパスフィルタがあっても良い。

【0065】

なお、振幅変調波と振幅スライスデータは同期がとれていることが望ましいとしたが、DC-DCコンバータ117～120、141の出力電圧に対し、シリーズレギュレータ127の出力電圧が大きくならないように調整されていれば問題はなく、多少のタイミングずれがあっても前述の状態にならないよう、たとえばあらかじめスライスデータに時間的余裕をもたせてもよい。

【0066】

さらに、振幅変調波と位相変調波とが高周波電力増幅器133に同期がとれた状態で入力されることが望ましいとしたが、タイミングがずれると、送信出力のベクトル誤差量 (Error Vector Magnitude) が悪化し、無線規格を満足しなくなる。したがって、次のような方法によって、タイミングをできるだけ合わせる必要がある。

【0067】

1つ目は、製造時にのみタイミング調整する方法である。この方法は無線回路にフィードバック回路などを設ける必要がなく、簡略化できる。ただし、使用環境によっては同期がとれなくなることもある。

【0068】

2つ目は電源オン時にのみタイミング調整をする方法である。この方法によれば電源をオンした環境に対応でき、1つ目の方法よりもより確実に同期がとれる。ただし、校正にかかる時間分だけ通信ができなくなる問題がある。

【0069】

さらに、3つ目の方法として、たとえば無線LANのように、TDD（時分割多重）の場合、送信と受信を交互に繰り返すが、このような無線通信においては、送受間の切替時間を利用してタイミング調整をする方法がある。これは、逐次環境に適応できもっとも理想的であるが、無線規格で規定される送受切替時間内で校正が終了する必要がある。無線LANでは1 μ s 以下であるため、このような短時間で終了する工夫が必要となる。

【0070】

さらに4つ目の方法として、送信時にもレシーバをオンしておき、アンテナスイッチから受信部に回り込む送信波を受信、復調しそのビットエラー量が最低になるように振幅、位相変調波のタイミングを補正する方法がある。この方法では、アンテナスイッチのアイソレーションが十分でない場合受信部に大きな電力が入力されるため、受信部の線形性を高くしておく必要がある。

【0071】

またこれらの組み合わせも考えられる。

【0072】

なお、本実施の形態では、変調回路としてベースバンドIQ信号を直接高周波信号までアップコンバートするダイレクト変調方式を用いたが、他にも局部発振信号源として用いる電圧制御発振器の電圧可変容量部たとえばバラクタダイオードや、多数の容量値を有する固定容量をMOSトランジスタスイッチによって組み合わせ可変容量を実現する容量などを、ベースバンド信号を波形整形して直接変調する直接変調方式であってもよい。

【0073】

直接変調方式では、回路形式が簡単になり、低消費電流化が図れるが、変調精度が厳しい場合などは適さない。さらにIQ信号を直接高周波信号にアップコンバートするのではなく、中間周波数を介して高周波信号にアップコンバートする方式もある。この方式では、局部発振信号源と送信波の周波数が異なるため、局部発振信号源が送信波によって振られる問題が回避できる。ただし、消費電流やスプリアスの点で不利である。

【0074】

以上説明したように、この実施の形態によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のDC-DCコンバータ117～120、141を設け、振幅変調成分のレベルに応じていずれかのDC-DCコンバータを選択し、選択されたDC-DCコンバータの出力電圧を電源電圧としてシリーズレギュレータ127が振幅変調成分を電圧変換することにより振幅変調を行う構成を採用しているので、振幅変調を行うときのシリーズレギュレータ127による電圧ドロップを少なく抑えることができ、DC-DCコンバータによる損失が少ない

うえ、シリーズレギュレータ 127 による電力損失も少なく抑えることができる。また、振幅変調にシリーズレギュレータ 127 を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域な EER 法を実現することができる。

【0075】

また、リニア電圧変換手段としてシリーズレギュレータ 127 を用いていることにより、フィードバックループにより正確に電圧レベルを制御でき、正しく振幅変調波成分をレベル変換することができる。

【0076】

また、位相振幅分離手段 112 の位相変調成分の出力端と高周波電力増幅器 133 の入力端との間に周波数変換手段である直交変調器 128 を設けたので、位相振幅分離手段 112 の帯域はせいぜい数百 MHz であるため、搬送波が GHz を超えるような場合、これを処理することができないが、周波数変換手段であるたとえば直交変調器 128 などを用いることにより、容易に搬送波周波数をアップコンバートできる。

【0077】

(第 2 の実施の形態)

以下、図面を参照して本発明の第 2 の実施の形態について説明する。本実施の形態では、広帯域変調信号を用いる IEEE 802.11a 規格の無線 LAN システムを例にあげて説明する。無線 LAN システムでは、直交する 52 本のマルチキャリアのそれぞれに 64 QAM の変調を掛け、これをマルチプレクスして変調波信号を得る。52 本のキャリアはそれぞれ 312.5 kHz 分離しており、 $52 \times 312.5 = 16.25 \text{ MHz}$ を占有する。

【0078】

図 2 は本発明の第 2 の実施の形態による EER 法を実現する送信機の回路図を示している。この送信機は、図 2 に示すように、OFDM 波生成手段 211 と、位相振幅分離手段 212 と、振幅スライス手段 213 と、スイッチングレギュレータ群 216 と、スイッチ群 221 と、スイッチドライバ 215 と、直交変調器 228 と、エミッタフォロワ 227 と、スイッチ型の高周波電力増幅器 233 と

で構成されている。

【0079】

上記のOFDM波生成手段211は、OFDM波を生成するもので、変調波信号を発生する変調波信号発生手段に相当する。

【0080】

位相振幅分離手段212は、例えば5Vの電源電圧を入力として、OFDM波生成手段211により生成されたOFDM波信号を複素位相変調波（位相変調成分）と振幅変調波（振幅変調成分）とに分離する。

【0081】

振幅スライス手段213は、位相振幅分離手段212で分離された振幅変調成分を段階的に異なる適当な複数の電圧レベルでスライスする。この電圧レベルとしては、例えば、0.5V、1.0V、1.5V、2.0V、2.5Vが設定される。図2には、振幅スライス手段213へ入力される振幅変調波、つまり源信号と、振幅スライス手段213の出力信号、つまりスライス信号が示されている。

【0082】

スイッチングレギュレータ群216は、例えば3Vの電源電圧を入力とする複数、例えば4個のスイッチングレギュレータ、つまり4個のDC-DCコンバータ217～220、241からなる。DC-DCコンバータ217～220、241は、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する。具体的には、DC-DCコンバータ217～220、241は、それぞれ3Vの電圧を2.5V、2.0V、1.5V、1.0Vの各電圧に変換する。

【0083】

スイッチ群221は、何れか1個が選択的に導通する例えば5個のスイッチ222～226、240からなり、3Vの電源電圧と、複数のDC-DCコンバータ217～220、241の出力電圧である2.5V、2.0V、1.5V、1.0Vの各電圧の何れか一つを選択する。なお、スイッチ222～226、240は、例えばMOSトランジスタで構成される。

【0084】

スイッチドライバ 215 は、振幅スライス手段 213 によってスライスされた振幅変調成分のスライスデータに従ってスイッチ群 221 の各スイッチ 222 ～ 226, 240 を選択的に導通させる。

【0085】

直交変調器 228 は、位相振幅分離手段 212 から出力される複素位相変調波成分（直交成分（Quadrature）および同相成分（In-phase））を高周波信号に変換するもので、周波数変換手段に相当する。

【0086】

エミッタフォロワ 227 は、スイッチ群 221 により選択された 3 V の電源電圧もしくは何れかのスイッチングレギュレータ 217 ～ 220, 241 の出力電圧を電源電圧（コレクタ電圧）として OFDM 波信号の振幅変調成分を電圧変換するもので、リニア電圧変換手段に相当する。

【0087】

高周波電力増幅器（PA）233 は、スイッチ型であって、直交変調器 228 から入力される高周波信号（位相変調成分を高周波変換したもの）を高周波入力端子に入力し、エミッタフォロワ 227 によって電圧変換された振幅変調成分を電源端子に入力し、結果として位相および振幅がともに変調された、つまり振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する。

【0088】

以下動作について説明する、本実施の形態では、電源電圧 3 V のシステムを仮定している。

【0089】

OFDM 波生成手段 211 によって作成された OFDM 信号は、位相振幅分離手段 212 によって振幅変調波（振幅変調成分）と複素位相変調波（位相変調成分）とに分離されて出力される。出力された振幅変調波を基に、振幅スライス手段 213 は、スイッチ群 221 の各スイッチ 221 ～ 226, 240 のオン／オフをドライブするためのドライブ情報を生成する。ドライブ情報を以下スライスデータと呼ぶ。

【0090】

振幅スライスの方法は、たとえば振幅変調波の振幅変調レベルが

$0\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 0.5\text{ V}$

ならば 0.5 V に丸め込み、

$0.5\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 1.0\text{ V}$

ならば 1.0 V に丸め込み、

$1.0\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 1.5\text{ V}$

ならば 1.5 V に丸め込み、

$1.5\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 2.0\text{ V}$

ならば 2.0 V に丸め込み、

$2.0\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 2.5\text{ V}$

ならば 2.5 V に丸め込み、

$2.5\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 3.0\text{ V}$

ならば 3.0 V に丸め込むというように、振幅変調レベルが包含されるしきい値範囲を検出し、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。

【0091】

丸め込みは、次のようにして行う。DC-DCコンバータ217~220, 241は丸め込まれる電圧レベルと同じ出力電圧(2.5V、2.0V、1.5V、1.0V、0.5V)が出力されるよう用意される。振幅変調波のレベルに従い、スライス手段213がスイッチドライバ215にどのDC-DCコンバータ(217, 218, 219, 220または241)の出力をアクティブにするかの情報を与える。与えられた情報に従い、スイッチドライバ215はDC-DCコンバータ217~220, 241の出力段に設けられたスイッチ222~226, 240を選択的にオン/オフし、丸め込まれた電圧に対応する電圧を出力する。

【0092】

具体例を説明すると、振幅変調波が1.2VのときはDC-DCコンバータ219のパスがオンとなり、1.5Vの電圧がエミッタフォロワ227の電圧入力端子(コレクタ)に与えられる。同様に、振幅変調波が1.6VのときはDC-DCコンバータ218のパスがオンとなり、2.0Vの電圧がエミッタフォロワ

227の電圧入力端子（コレクタ）に与えられる。

【0093】

位相振幅分離手段212から出力された振幅変調波は、エミッタフォロワ227の入力端（ベース）に入力され、エミッタフォロワ227の出力電圧を変調する。このとき、エミッタフォロワ227には、ベース－エミッタ間電圧（VBE）約0.7Vのオフセット電圧があるため、振幅変調波はオフセット電圧分だけレベルシフトしている必要がある。また、振幅変調波は、スライスデータと同期がとられた形で出力されることが望ましい。

【0094】

このとき、振幅変調波とスライスデータとの同期がとれていないと、不必要に大きな電圧ドロップが現れ、電源損失が悪化してしまう。

【0095】

このような動作を実現することで、エミッタフォロワ227の電圧ドロップ（DC－DCコンバータ出力とエミッタフォロワ出力の電位差）は小さな値に保持され、エミッタフォロワ227による電源損失は小さく抑えられる。

【0096】

また、複素位相変調波（位相変調成分）は、高周波搬送波信号に周波数変換する必要があるため、I（同相）信号およびQ（直交）信号として直交変調器228に入力され、搬送波と掛け合わされる。

【0097】

高周波電力増幅器233には、エミッタフォロワ227から出力された振幅変調波が電源端子から入力され、直交変調器228から出力された位相変調波（高周波信号）が、高周波信号入力端子から入力される。高周波電力増幅器233の出力には、位相変調波と振幅変調波とが掛け合わされた変調出力が出力され、元のOFDM（QAM）出力が得られる。

【0098】

振幅変調波と位相変調波とは高周波電力増幅器233で掛け合わされるときには、タイミングずれがないことが望ましい。

【0099】

以上説明したとおりの動作により、期待される効果について以下に述べる。
DC-DCコンバータ217~220, 241での電源損失が96%であり、スイッチ222~226, 240の電圧ドロップが0.1Vであるとする。これらの値は、実際に市場で手に入る部品のデータを元になっている。また、スイッチ型の高周波電力増幅器233の効率が80%であると仮定する。

【0100】

無線LAN IEEE802.11a規格の場合、たとえば平均出力電力は13dBmと設定されており、またピーク電力は平均電力の+10dBで23dBmとなる。したがって、高周波電力増幅器233としては、ピーク電力23dBmを出力する必要がある。高周波電力増幅器233の効率を80%とすると、AC電力PACが200mW (=23dBm) のとき、DC電力PDCは250mWとなる。このとき、出力が50Ω負荷であるとする、高周波電力増幅器233のドレイン電流は70mA必要となる。

【0101】

さらに、しきい電圧を0.5Vごとに切っているため、エミッタフォロワ227での電圧ドロップは最高でも0.5Vであり、さらにスイッチ群221を構成する各スイッチ(MOSトランジスタ)222~226, 240のVDSを0.1Vとすると、スイッチ群221とエミッタフォロワ227での電源損失は70mA×0.6V=42mWと計算される。

【0102】

また、DC-DCコンバータ217~220, 241の電源損失は4%であるから、

DC-DCコンバータ217~220, 241での電源損失は

$3V \times 70mA \times 0.04 = 210mW \times 0.04 = 8.4mW$
となる。

【0103】

したがって、スイッチ群221とエミッタフォロワ227とDC-DCコンバータ217~220, 241とを合わせた電源損失は

$42mW + 8.4mW = 50.4mW$

となる。その結果、電源効率は、

$$1 - 50.4 / 210 = 76\%$$

となる。したがって、トータルの効率は

$$76\% \times 80\% = 61\%$$

となり、通常10%程度しかない効率を大幅に改善できる。

【0104】

さらに従来、DC-DCコンバータを変調するなどしていた振幅変調部を、定電圧を出力するスイッチングレギュレータ群（DC-DCコンバータ217～220，241）およびエミッタフォロワ227という構成にすることにより、DC-DCコンバータ単独では困難であった広帯域化を実現できる。その理由は以下のとおりである。

【0105】

すなわち、エミッタフォロワ227では、帯域を制限するようなローパスフィルタを設ける必要がなく、ローパスフィルタによって必然的に帯域制限されていた問題が解消され、他の要因たとえばエミッタフォロワ227のトランジスタ特性あるいは、フィードバックループによる位相遅延などによって決定される帯域で制限される。

【0106】

これらの制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線LANなど20MHzに及ぶ変調帯域を十分に包括できる。

【0107】

さらに、高周波電力増幅器233の出力に帯域制限フィルタがあってもよい。

【0108】

さらに、DC-DCコンバータ217～220，241は、出力にローパスフィルタも含んだものを指しており、かつエミッタフォロワ227の出力と高周波電力増幅器233の電源端子の間に変調波帯域外のスプリアスを抑制するローパスフィルタがあっても良い。

【0109】

なお、振幅変調波と振幅スライスデータは同期がとれていることが望ましいと

したが、DC-DCコンバータ217~220, 241の出力電圧に対し、エミッタフォロワ227の出力電圧が大きくならないように調整されていれば問題はなく、多少のタイミングずれがあっても前述の状態にならないよう、たとえばあらかじめスライスデータに時間的余裕をもたせてもよい。

【0110】

さらに、振幅変調波と位相変調波とが高周波電力増幅器233に同期がとれた状態で入力されることが望ましいとしたが、タイミングがずれると、送信出力のベクトル誤差量 (Error Vector Magnitude) が悪化し、無線規格を満足しなくなる。したがって、次のような方法によって、タイミングをできるだけ合わせる必要がある。

【0111】

1つ目は、製造時にのみタイミング調整する方法である。この方法は無線回路にフィードバック回路などを設ける必要がなく、簡略化できる。ただし、使用環境によっては同期がとれなくなることもある。

【0112】

2つ目は電源オン時にのみタイミング調整をする方法である。この方法によれば電源をオンした環境に対応でき、1つ目の方法よりもより確実に同期がとれる。ただし、校正にかかる時間分だけ通信ができなくなる問題がある。

【0113】

さらに、3つ目の方法として、たとえば無線LANのように、TDD（時分割多重）の場合、送信と受信を交互に繰り返すが、このような無線通信においては、送受間の切替時間を利用してタイミング調整をする方法がある。これは、逐次環境に適応できもっとも理想的であるが、無線規格で規定される送受切替時間内で校正が終了する必要がある。無線LANでは $1\mu\text{s}$ 以下であるため、このような短時間で終了する工夫が必要となる。

【0114】

さらに4つ目の方法として、送信時にもレシーバをONしておき、アンテナSWから受信部に回り込む送信波を受信、復調しそのビットエラー量が最低になるように振幅、位相変調波のタイミングを補正する方法がある。この方法では、ア

ンテナSWのアイソレーションが十分でない場合受信部に大きな電力が入力されるため、受信部の線形性を高くしておく必要がある。

【0115】

またこれらの組み合わせも考えられる。

【0116】

なお、本実施の形態では、変調回路としてベースバンドIQ信号を直接高周波信号までアップコンバートするダイレクト変調方式を用いたが、他にも局部発振信号源として用いる電圧制御発振器の電圧可変容量部たとえばバラクタダイオードや、多数の容量値を有する固定容量をMOSトランジスタスイッチによって組み合わせ可変容量を実現する容量などを、ベースバンド信号を波形整形して直接変調する直接変調方式であってもよい。

【0117】

直接変調方式では、回路形式が簡単になり、低消費電流化が図れるが、変調精度が厳しい場合などは適さない。さらにIQ信号を直接高周波信号にアップコンバートするのではなく、中間周波数を介して高周波信号にアップコンバートする方式もある。この方式では、局部発振信号源と送信波の周波数が異なるため、局部発振信号源が送信波によって振られる問題が回避できる。ただし、消費電流やスプリアスの点で不利である。

【0118】

以上説明したように、この実施の形態によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換するDC-DCコンバータ217～220、241を設け、振幅変調成分のレベルに応じていずれかのDC-DCコンバータを選択し、選択されたDC-DCコンバータの出力電圧を電源電圧としてエミッタフォロワ227が振幅変調成分を電圧変換することにより振幅変調を行う構成を採用している。この構成により、振幅変調を行うときのエミッタフォロワ227の電圧ドロップを少なく抑えることができ、DC-DCコンバータによる損失が少ない。また、エミッタフォロワ227による電力損失も少なく抑えることができる。また、振幅変調にエミッタフォロワ227を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく

、広帯域な E E R 法を実現することができる。

【0119】

また、リニア電圧変換手段としてエミッタフォロワ 227 を使用しているので、P-N 接合のビルトインポテンシャルで決定されるエミッターベース間電圧により、一定の電圧レベルを変換し、またフィードバックループを持たないため、ループによる帯域制限もなく、構成が簡単になる。

【0120】

また、位相振幅分離手段 212 の位相変調成分の出力端と高周波電力増幅器 233 の入力端との間に周波数変換手段である直交変調器 228 を設けたので、位相振幅分離手段 212 の帯域はせいぜい数百 MHz であるため、搬送波が GHz を超えるような場合、これを処理することができないが、周波数変換手段であるたとえば直交変調器 228 などを用いることにより、容易に搬送波周波数をアップコンバートできる。

【0121】

(第3の実施の形態)

以下、図面を参照して本発明の第3の実施の形態について説明する。本実施の形態では、広帯域変調信号を用いる IEEE 802.11a 規格の無線 LAN システムを例にあげて説明する。無線 LAN システムでは、直交する 52 本のマルチキャリアのそれぞれに 64 QAM の変調を掛け、これをマルチプレクスして変調波信号を得る。52 本のキャリアはそれぞれ 312.5 kHz 分離しており、 $52 \times 312.5 = 16.25 \text{ MHz}$ を占有する。

【0122】

図3は本発明の第3の実施の形態による E E R 法を実現する送信機の回路図を示している。この送信機は、図3に示すように、OFDM 波生成手段 311 と、位相振幅分離手段 312 と、振幅スライス手段 313 と、スイッチングレギュレータ群 316 と、エミッタフォロワ群 327 と、スイッチ群 321 と、スイッチドライバ 315 と、直交変調器 328 と、スイッチ型の高周波電力増幅器 333 とで構成されている。

【0123】

上記のOFDM波生成手段311は、OFDM波を生成するもので、変調波信号を発生する変調波信号発生手段に相当する。

【0124】

位相振幅分離手段312は、例えば5Vの電源電圧を入力として、OFDM波生成手段311により生成されたOFDM波信号を複素位相変調波（位相変調成分）と振幅変調波（振幅変調成分）とに分離する。

【0125】

振幅スライス手段313は、位相振幅分離手段312で分離された振幅変調成分を段階的に異なる適当な複数の電圧レベルでスライスする。この電圧レベルとしては、例えば、0.5V、1.0V、1.5V、2.0V、2.5Vが設定される。図3には、振幅スライス手段313へ入力される振幅変調波、つまり源信号と、振幅スライス手段313の出力信号、つまりスライス信号が示されている。

【0126】

スイッチングレギュレータ群316は、例えば3Vの電源電圧を入力とする複数、例えば4個のスイッチングレギュレータ、つまり4個のDC-DCコンバータ317～320、340からなる。DC-DCコンバータ317～320、340は、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する。具体的には、DC-DCコンバータ317～320、340は、それぞれ3Vの電圧を2.5V、2.0V、1.5V、1.0Vの各電圧に変換する。

【0127】

エミッタフォロワ群327は、複数のエミッタフォロワ328～332、342からなり、3Vの電源電圧とスイッチングレギュレータ317～320、340の出力電圧である2.5V、2.0V、1.5V、1.0Vの各電圧とをそれぞれ電源電圧（コレクタ電圧）としてOFDM波信号の振幅変調成分を電圧変換するもので、リニア電圧変換手段に相当する。

【0128】

スイッチ群321は、何れか1個が選択的に導通する例えば5個のスイッチ322～326、341からなり、位相振幅分離手段312から出力される振幅変

調波を複数のエミッタフォロワ 328～332, 342 の各入力端の何れか一つに選択的に供給する。なお、スイッチ 322～326, 341 は、例えば MOS トランジスタで構成される。

【0129】

スイッチドライバ 315 は、振幅スライス手段 313 によってスライスされた振幅変調成分のスライスデータに従ってスイッチ群 321 の各スイッチ 322～326, 341 を選択的に導通させる。

【0130】

直交変調器 328 は、位相振幅分離手段 312 から出力される複素位相変調波成分（直交成分（Quadrature）および同相成分（In-phase））を高周波信号に変換するもので、周波数変換手段に相当する。

【0131】

高周波電力増幅器（PA）333 は、スイッチ型であって、直交変調器 328 から入力される高周波信号（位相変調成分を高周波変換したもの）を高周波入力端子に入力し、エミッタフォロワ群 327 のエミッタフォロワ 328～332, 342 の何れか一つによって電圧変換された振幅変調成分を電源端子に入力し、結果として位相および振幅がともに変調された、つまり振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する。

【0132】

以下動作について説明する、本実施の形態では、電源電圧 3V のシステムを仮定している。

【0133】

OFDM 波生成手段 311 によって作成された OFDM 信号は、位相振幅分離手段 312 によって振幅変調波（振幅変調成分）と複素位相変調波（位相変調成分）とに分離されて出力される。出力された振幅変調波を基に、振幅スライス手段 313 は、スイッチ群 321 の各スイッチ 321～326, 341 のオン／オフをドライブするためのドライブ情報を生成する。ドライブ情報を以下スライスデータと呼ぶ。

【0134】

振幅スライスの方法は、たとえば振幅変調波の振幅変調レベルが

$0\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 0.5\text{ V}$

ならば 0.5 V に丸め込み、

$0.5\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 1.0\text{ V}$

ならば 1.0 V に丸め込み、

$1.0\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 1.5\text{ V}$

ならば 1.5 V に丸め込み、

$1.5\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 2.0\text{ V}$

ならば 2.0 V に丸め込み、

$2.0\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 2.5\text{ V}$

ならば 2.5 V に丸め込み、

$2.5\text{ V} < \text{振幅変調レベル} \leq 3.0\text{ V}$

ならば 3.0 V に丸め込むというように、振幅変調レベルが包含されるしきい値範囲を検出し、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。

【0135】

丸め込みは、次のようにして行う。DC-DCコンバータ317～320、340は丸め込まれる電圧レベルと同じ出力電圧（ 2.5 V 、 2.0 V 、 1.5 V 、 1.0 V 、 0.5 V ）が出力されるよう用意される。振幅変調波のレベルに従い、スライス手段313がスイッチドライバ315にどのエミッタフォロワ（328、329、330、331、332または342）をアクティブにするかの情報を与える。与えられた情報に従い、スイッチドライバ315はエミッタフォロワ328～332、342のベース入力を選択的にオン／オフする。これによって、オンになったエミッタフォロワにつながるDC-DCコンバータの出力電位が有効となる。つまり、丸め込まれた電圧に対応する電圧を出力するDC-DCコンバータが有効となる。

【0136】

具体例を説明すると、振幅変調波が 1.2 V のときはDC-DCコンバータ319につながるエミッタフォロワ329のベース入力が入オンとなり、 1.5 V の電圧が有効となる。同様に、振幅変調波が 1.6 V のときはDC-DCコンバー

タ 318 につながるエミッタフォロワ 330 のベース入力が入オンとなり、2.0 V の電圧が有効となる。

【0137】

位相振幅分離手段 312 から出力された振幅変調波は、スイッチ 322～326, 341 を介してエミッタフォロワ群 327 の入力端（ベース）に入力され、エミッタフォロワ群 327 の出力電圧を変調する。このとき、エミッタフォロワ群 327 の各エミッタフォロワ 328～332, 342 には、ベース－エミッタ間電圧（VBE）約 0.7 V のオフセット電圧があるため、振幅変調波はオフセット電圧分だけレベルシフトしている必要がある。また、振幅変調波は、スライスデータと同期がとられた形で出力されることが望ましい。

【0138】

このとき、振幅変調波とスライスデータとの同期がとれていないと、不必要に大きな電圧ドロップが現れ、電源損失が悪化してしまう。

【0139】

このような動作を実現することで、エミッタフォロワ群 327 の各エミッタフォロワ 328～332, 342 の電圧ドロップ（DC－DCコンバータ出力とエミッタフォロワ出力の電位差）は小さな値に保持され、エミッタフォロワ群 327 による電源損失は小さく抑えられる。

【0140】

また、複素位相変調波（位相変調成分）は、高周波搬送波信号に周波数変換する必要があるため、I（同相）信号およびQ（直交）信号として直交変調器 328 に入力され、搬送波と掛け合わされる。

【0141】

高周波電力増幅器 333 には、エミッタフォロワ群 327 から出力された振幅変調波が電源端子から入力され、直交変調器 328 から出力された位相変調波（高周波信号）が、高周波信号入力端子から入力される。高周波電力増幅器 333 の出力には、位相変調波と振幅変調波とが掛け合わされた変調出力が出力され、元の OFDM（QAM）出力が得られる。

【0142】

振幅変調波と位相変調波とは高周波電力増幅器 333 で掛け合わされるときには、タイミングずれがないことが望ましい。

【0143】

以上説明したとおりの動作により、期待される効果について以下に述べる。
DC-DCコンバータ 317～320, 340での電源損失が96%であり、スイッチ 322～226, 240の電圧ドロップが0.1Vであるとする。これらの値は、実際に市場で手に入る部品のデータを元にしてている。また、スイッチ型の高周波電力増幅器 333の効率が80%であると仮定する。

【0144】

無線LAN IEEE 802.11a規格の場合、たとえば平均出力電力は13dBmと設定されており、またピーク電力は平均電力の+10dBで23dBmとなる。したがって、高周波電力増幅器 333としては、ピーク電力23dBmを出力する必要がある。高周波電力増幅器 333の効率を80%とすると、AC電力PACが200mW (=23dBm) のとき、DC電力PDCは250mWとなる。このとき、出力が50Ω負荷であるとする、高周波電力増幅器 333のドレイン電流は70mA必要となる。

【0145】

さらに、しきい電圧を0.5Vごとに切っているため、エミッタフォロワ群 327での電圧ドロップは最高でも0.5Vであり、電源損失は70mA×0.6V=42mWと計算される。

【0146】

また、DC-DCコンバータ 317～320, 340の電源損失は4%であるから、

DC-DCコンバータ 317～320, 340での電源損失は
 $3V \times 70mA \times 0.04 = 210mW \times 0.04 = 8.4mW$
となる。

【0147】

したがって、エミッタフォロワ群 327とDC-DCコンバータ 317～320, 340とを合わせた電源損失は

$$35\text{ mW} + 8.4\text{ mW} = 43.4\text{ mW}$$

となる。その結果、電源効率は、

$$1 - 43.4 / 210 = 79\%$$

となる。したがって、トータルの効率は

$$79\% \times 80\% = 63\%$$

となり、通常10%程度しかない効率を大幅に改善できる。

【0148】

さらに従来、DC-DCコンバータを変調するなどしていた振幅変調部を、定電圧を出力するスイッチングレギュレータ群（DC-DCコンバータ317～320, 340）およびエミッタフォロワ群327という構成にすることにより、DC-DCコンバータ単独では困難であった広帯域化を実現できる。その理由は以下のとおりである。

【0149】

すなわち、エミッタフォロワ群327では、帯域を制限するようなローパスフィルタを設ける必要がなく、ローパスフィルタによって必然的に帯域制限されていた問題が解消され、他の要因たとえばエミッタフォロワ群327のトランジスタ特性あるいは、フィードバックループによる位相遅延などによって決定される帯域で制限される。

【0150】

これらの制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線LANなど20MHzに及ぶ変調帯域を十分に包括できる。

【0151】

さらに、高周波電力増幅器333の出力に帯域制限フィルタがあってもよい。

【0152】

さらに、DC-DCコンバータ317～320, 340は、出力にローパスフィルタも含んだものを指しており、かつエミッタフォロワ群327の出力と高周波電力増幅器333の電源端子の間に変調波帯域外のスプリアスを抑制するローパスフィルタがあっても良い。

【0153】

なお、振幅変調波と振幅スライスデータは同期がとれていることが望ましいとしたが、DC-DCコンバータ317～320、340の出力電圧に対し、エミッタフォロワ群327の出力電圧が大きくならないように調整されていれば問題はなく、多少のタイミングずれがあっても前述の状態にならないよう、たとえばあらかじめスライスデータに時間的余裕をもたせてもよい。

【0154】

さらに、振幅変調波と位相変調波とが高周波電力増幅器333に同期がとれた状態で入力されることが望ましいとしたが、タイミングがずれると、送信出力のベクトルエラー量 (Error Vector Magnitude) が悪化し、無線規格を満足しなくなる。したがって、次のような方法によって、タイミングをできるだけ合わせる必要がある。

【0155】

1つ目は、製造時にのみタイミング調整する方法である。この方法は無線回路にフィードバック回路などを設ける必要がなく、簡略化できる。ただし、使用環境によっては同期がとれなくなることもある。

【0156】

2つ目は電源オン時にのみタイミング調整をする方法である。この方法によれば電源をオンした環境に対応でき、1つ目の方法よりもより確実に同期がとれる。ただし、校正にかかる時間分だけ通信ができなくなる問題がある。

【0157】

さらに、3つ目の方法として、たとえば無線LANのように、TDD（時分割多重）の場合、送信と受信を交互に繰り返すが、このような無線通信においては、送受間の切替時間を利用してタイミング調整をする方法がある。これは、逐次環境に適応できもっとも理想的であるが、無線規格で規定される送受切替時間内で校正が終了する必要がある。無線LANでは1 μ s 以下であるため、このような短時間で終了する工夫が必要となる。

【0158】

さらに4つ目の方法として、送信時にもレシーバをONしておき、アンテナSWから受信部に回り込む送信波を受信、復調しそのビットエラー量が最低になる

ように振幅、位相変調波のタイミングを補正する方法がある。この方法では、アンテナSWのアイソレーションが十分でない場合受信部に大きな電力が入力されるため、受信部の線形性を高くしておく必要がある。

【0159】

またこれらの組み合わせも考えられる。

【0160】

なお、本実施の形態では、変調回路としてベースバンドIQ信号を直接高周波信号までアップコンバートするダイレクト変調方式を用いたが、他にも局部発振信号源として用いる電圧制御発振器の電圧可変容量部たとえばバラクタダイオードや、多数の容量値を有する固定容量をMOSトランジスタスイッチによって組み合わせ可変容量を実現する容量などを、ベースバンド信号を波形整形して直接変調する直接変調方式であってもよい。

【0161】

直接変調方式では、回路形式が簡単になり、低消費電流化が図れるが、変調精度が厳しい場合などは適さない。さらにIQ信号を直接高周波信号にアップコンバートするのではなく、中間周波数を介して高周波信号にアップコンバートする方式もある。この方式では、局部発振信号源と送信波の周波数が異なるため、局部発振信号源が送信波によって振られる問題が回避できる。ただし、消費電流やスプリアスの点で不利である。

【0162】

また、本実施の形態では、複数のエミッタフォロワを用いていたが、これに代えて、シリーズレギュレータを使用した実施の形態も、上記と同様に考えることができる。

【0163】

以上述べたように、この実施の形態によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のDC-DCコンバータ316～320, 340を設け、複数のDC-DCコンバータ316～320, 340の出力電圧を電源電圧として複数のエミッタフォロワ328～332, 342が振幅変調成分をそれぞれ電圧変換することにより振幅変調を行うとともに、振幅変調成分のレベルに応

じて複数のエミッタフォロワ 328～332, 342 の何れかを選択的に有効としているので、振幅変調を行うときのエミッタフォロワ 328～332, 342 による電圧ドロップを少なく抑えることができ、DC-DCコンバータによる損失が少ないうえ、エミッタフォロワ 328～332, 342 による電力損失も少なく抑えることができる。また、振幅変調にエミッタフォロワ 328～332, 342 を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域な EER 法を実現することができる。また、DC-DCコンバータと高周波電力増幅器との間にエミッタフォロワ 328～332, 342 が入るのみで、スイッチ手段はその経路から外しているため、第 1 の実施の形態の構成に比べて、電力損失をさらに低減することができる。

【0164】

リニア変換手段として、エミッタフォロワ 328～332, 342 を用いたことによる効果は第 2 の実施の形態と同様である。また、シリーズレギュレータを用いたことによる効果は第 1 の実施の形態と同様である。

【0165】

また、位相振幅分離手段 312 の位相変調成分の出力端と高周波電力増幅器 333 の入力端との間に周波数変換手段である直交変調器 328 を設けたので、位相振幅分離手段 312 の帯域はせいぜい数百 MHz であるため、搬送波が GHz を超えるような場合、これを処理することができないが、周波数変換手段であるたとえば直交変調器 328 などを用いることにより、容易に搬送波周波数をアップコンバートできる。

【0166】

(第 4 の実施の形態)

以下、図面を参照して本発明の第 4 の実施の形態について説明する。

【0167】

図 4 は本発明の第 4 の実施の形態による EER 法を実現する送信機の回路図を示している。

【0168】

本実施の形態では、第1の実施の形態に記載の構成に新たに以下の構成を付加している。すなわち、高周波電力増幅器433の出力にたとえば高周波電力を取り出す方向性結合器435を付加し、方向性結合器435によって一部取り出された電力を分析し、位相振幅分離手段412からの出力と比較し、位相変調成分と振幅変調成分のタイミングずれを検出し校正するタイミング校正手段437を設け、タイミング校正手段437から出力された校正データに基づいて、たとえば位相変調成分のタイミングを補正するタイミング補正手段436たとえば遅延回路を設けている。

【0169】

その他の構成および動作については第1の実施の形態と同じであるため、詳しい説明は省略する。なお、図4において、411はOFDM波生成手段、412は位相振幅分離手段、413は振幅スライス手段、415はスイッチドライバ、416はスイッチングレギュレータ群、417～420, 441はDC-DCコンバータ、421はスイッチ群、422～426, 440はスイッチ、427はシリースレギュレータ、428は直交変調器、433は高周波電力増幅器である。

【0170】

この実施の形態によれば、位相変調波成分と、振幅変調波成分のタイミングが、各変調波成分の入力から高周波電力増幅器433の出力にいたるまでの、レイアウト、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、正しく元の変調波を再現できないが、正確に位相変調波成分と、振幅変調波成分のタイミングを補正でき、高周波電力増幅器出力で正しい変調波が再現できる。その他の効果については、第1の実施の形態と同様である。

【0171】

(第5の実施の形態)

以下、図面を参照して本発明の第4の実施の形態について説明する。

【0172】

図5は本発明の第4の実施の形態によるEER法を実現する送信機の回路図を示している。

【0173】

本実施の形態では、第4の実施の形態に記載の構成に新たにシリーズレギュレータ527のDC-DCコンバータ出力が入力される端子に電圧を検出する手段たとえば数K Ω の抵抗538と振幅変調波が入力される端子に電圧を検出する手段たとえば数K Ω の抵抗539を付加している。

【0174】

上記抵抗538, 539によって、振幅変調波成分のレベルとスライスデータによって選択されるDC-DCコンバータの出力レベルを検出している。さらに、振幅位相分離手段512から出力されたデータとの比較を行い、タイミング校正手段537から出力された校正データに基づいて、たとえば振幅スライス手段513へのタイミングを補正するタイミング補正手段542たとえば遅延回路を新たにさらに付加するしている。

【0175】

その他の構成および動作については、第1および第4の実施の形態と同じであるため省略する。なお、図5において、511はOFDM波生成手段、512は位相振幅分離手段、513は振幅スライス手段、515はスイッチドライバ、516はスイッチングレギュレータ群、517~520, 541はDC-DCコンバータ、521はスイッチ群、522~526, 540はスイッチ、527はシリーズレギュレータ、528は直交変調器、533は高周波電力増幅器、535は方向性結合器、536はタイミング補正手段、537はタイミング校正手段である。

【0176】

この実施の形態によれば、振幅スライスデータと振幅変調波成分のタイミングが、振幅スライスデータと振幅変調波成分の各入力から、レイアウト、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、スライスデータによって駆動されたスイッチによって導通されたスイッチングレギュレータ群516の出力と振幅変調波の値が大きくずれ、効率が低下するかあるいはシリーズレギュレータ527がオフしてしまうが、正確に振幅スライスデータと振幅変調波成分のタイミングを補正でき、理想的な効率を実現できる。その他の効果

については、第1または第4の実施の形態と同様である。

【0177】

【発明の効果】

以上、詳細に説明したように本発明によれば、高周波電力増幅器をスイッチ型として動作させることができる EER 法において広帯域でかつ高効率な動作を可能とする。

【0178】

請求項1記載の送信機によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、振幅変調成分のレベルに応じてスイッチングレギュレータを選択し、選択されたスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧としてリニア電圧変換手段が振幅変調成分を電圧変換することにより振幅変調を行う構成を採用しているので、振幅変調を行うときのリニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損失も少なく抑えることができる。また、振幅変調にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域な EER 法を実現することができる。

【0179】

請求項2記載の送信機によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として複数のリニア電圧変換手段が振幅変調成分をそれぞれ電圧変換することにより振幅変調を行うとともに、振幅変調成分のレベルに応じて複数のリニア電圧変換手段の何れかを選択的に有効としているので、振幅変調を行うときのリニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損失も少なく抑えることができる。また、振幅変調にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域な E

ER法を実現することができる。また、スイッチングレギュレータと高周波電力増幅器との間にリニア電圧変換手段が入るのみで、スイッチ手段はその経路から外しているため、請求項1の構成に比べて、電力損失をさらに低減することができる。

【0180】

請求項3記載の送信機によれば、位相振幅分離手段の帯域はせいぜい数百MHzであるため、搬送波がGHzを超えるような場合、これを処理することができないが、周波数変換手段であるたとえば直交変調器などを用いることにより、容易に搬送波周波数をアップコンバートできる。

【0181】

請求項4記載の送信機によれば、位相変調波成分と、振幅変調波成分のタイミングが、各変調波成分の入力から高周波電力増幅器の出力にいたるまでの、レイアウト、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、正しく元の変調波を再現できないが、正確に位相変調波成分と、振幅変調波成分のタイミングを補正でき、高周波電力増幅器出力で正しい変調波が再現できる。

【0182】

請求項5記載の送信機によれば、振幅スライスデータと振幅変調波成分のタイミングが、振幅スライスデータと振幅変調波成分の各入力から、レイアウト、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、スライスデータによって駆動されたスイッチによって導通されたスイッチングレギュレータ出力と振幅変調波の値が大きくずれ、効率が低下するかあるいはリニア電圧変換手段がオフしてしまうが、正確に振幅スライスデータと振幅変調波成分のタイミングを補正でき、理想的な効率を実現できる。

【0183】

請求項6記載の送信機によれば、P-N接合のビルトインポテンシャルで決定されるエミッターベース間電圧により、一定の電圧レベルを変換し、またフィードバックループを持たないため、ループによる帯域制限もなく、構成が簡単になる。

【0 1 8 4】

請求項 7 記載の送信機によれば、フィードバックループにより正確に電圧レベルを制御でき、正しく振幅変調波成分をレベル変換することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の実施の形態の送信機の構成を示すブロック図である。

【図 2】

本発明の第 2 の実施の形態の送信機の構成を示すブロック図である。

【図 3】

本発明の第 3 の実施の形態の送信機の構成を示すブロック図である。

【図 4】

本発明の第 4 の実施の形態の送信機の構成を示すブロック図である。

【図 5】

本発明の第 5 の実施の形態の送信機の構成を示すブロック図である。

【図 6】

従来の送信機の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

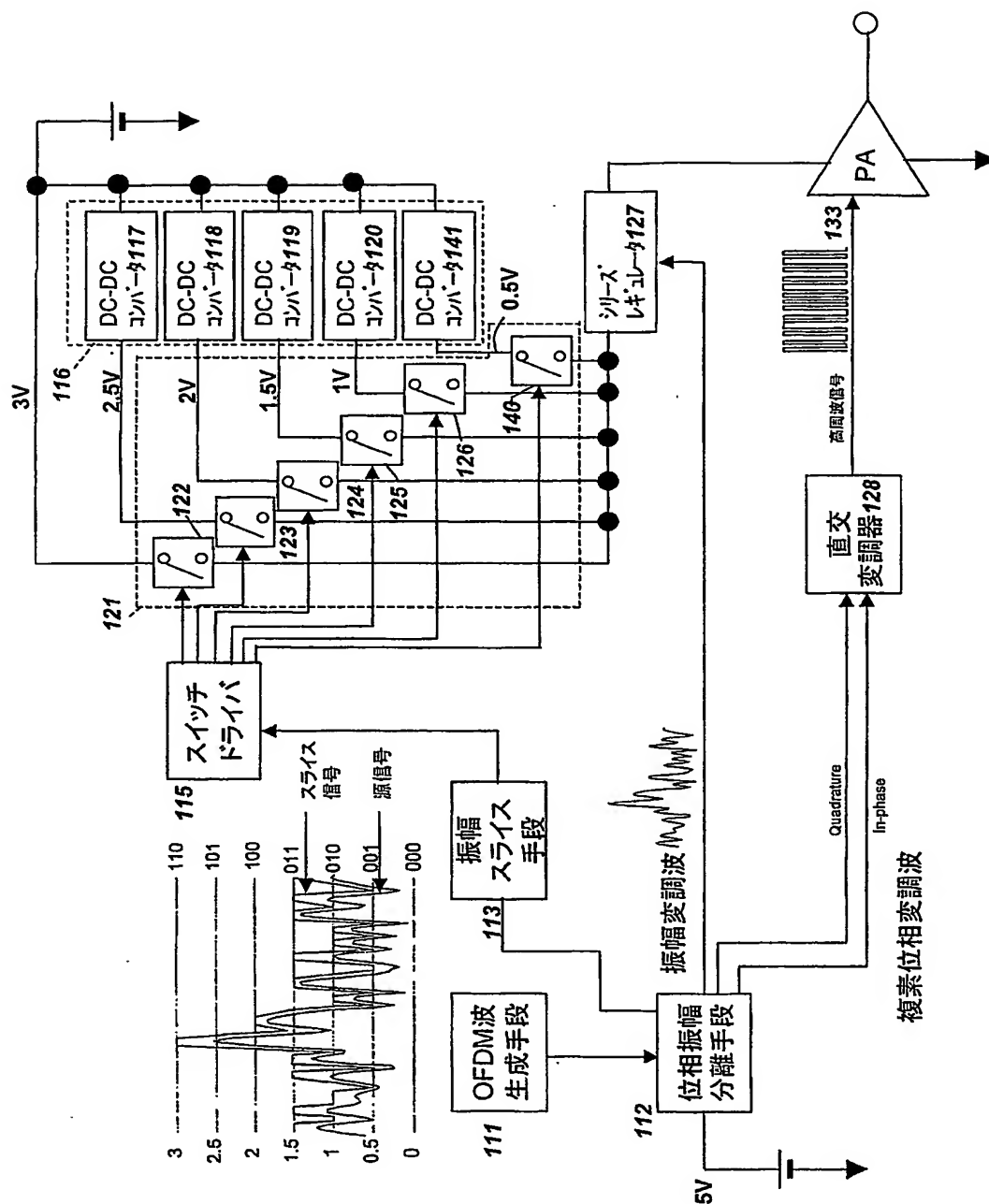
- 1 1 1 OFDM波生成手段
- 1 1 2 位相振幅分離手段
- 1 1 3 振幅スライス手段
- 1 1 5 スイッチドライバ
- 1 1 6 スイッチングレギュレータ群
- 1 1 7 ～ 1 2 0, 1 4 1 DC-DCコンバータ
- 1 2 1 スイッチ群
- 1 2 2 ～ 1 2 6, 1 4 0 スイッチ
- 1 2 7 シリーズレギュレータ
- 1 2 8 直交変調器
- 1 3 3 高周波電力増幅器
- 2 1 1 OFDM波生成手段

- 212 位相振幅分離手段
- 213 振幅スライス手段
- 215 スイッチドライバ
- 216 スイッチングレギュレータ群
- 217～220, 241 DC-DCコンバータ
- 221 スイッチ群
- 222～226, 240 スイッチ
- 227 エミッタフォロワ
- 233 高周波電力増幅器
- 311 OFDM波生成手段
- 312 位相振幅分離手段
- 313 振幅スライス手段
- 315 スイッチドライバ
- 316 スイッチングレギュレータ群
- 317～320, 340 DC-DCコンバータ
- 321 スイッチ群
- 322～326, 341 スイッチ
- 327 エミッタフォロア群
- 328～332, 342 エミッタフォロワ
- 333 高周波電力増幅器
- 40 端子
- 41 検波器
- 42 振幅変調器
- 43 リミッタ
- 44 スイッチ型アンプ

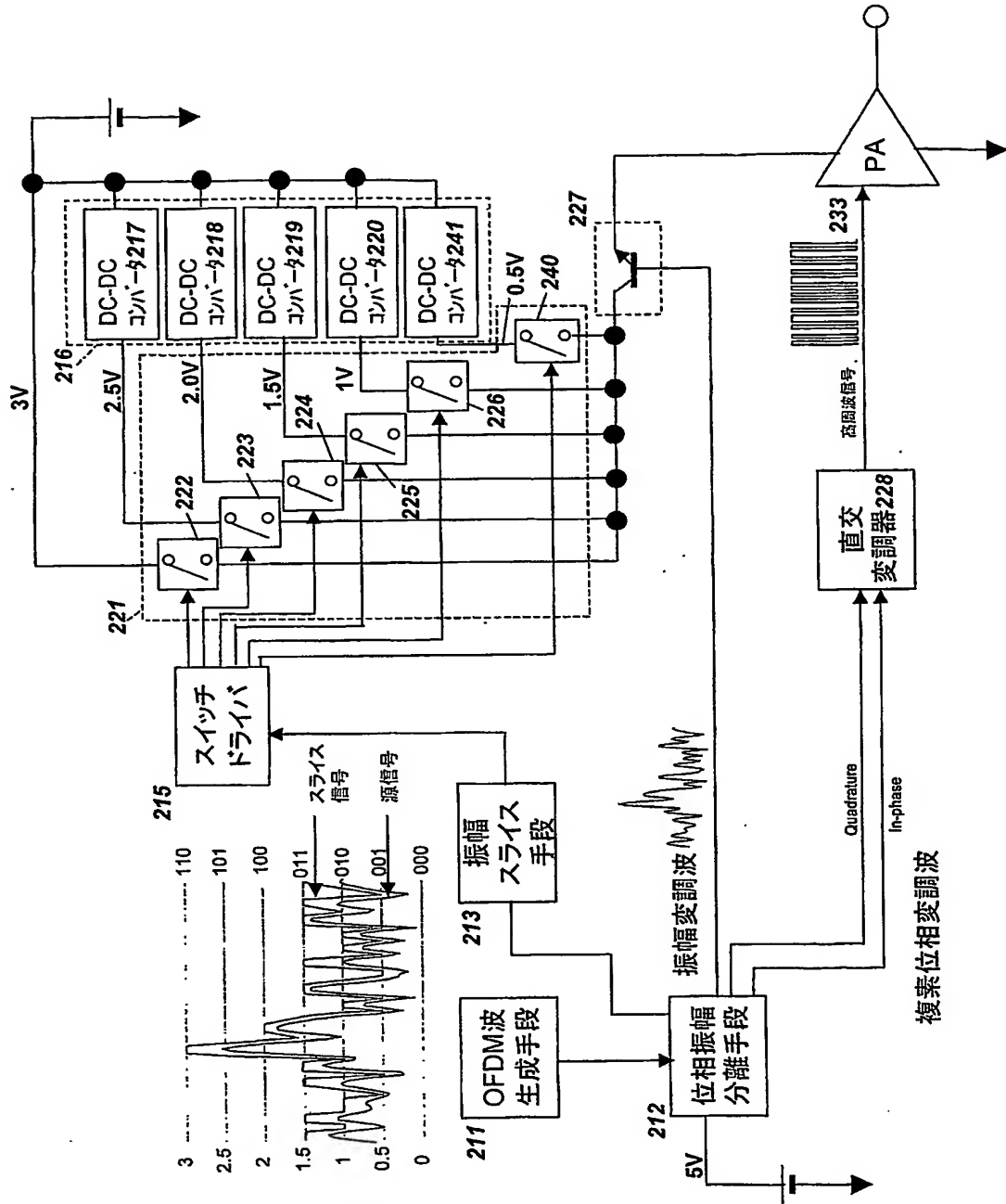
【書類名】

図面

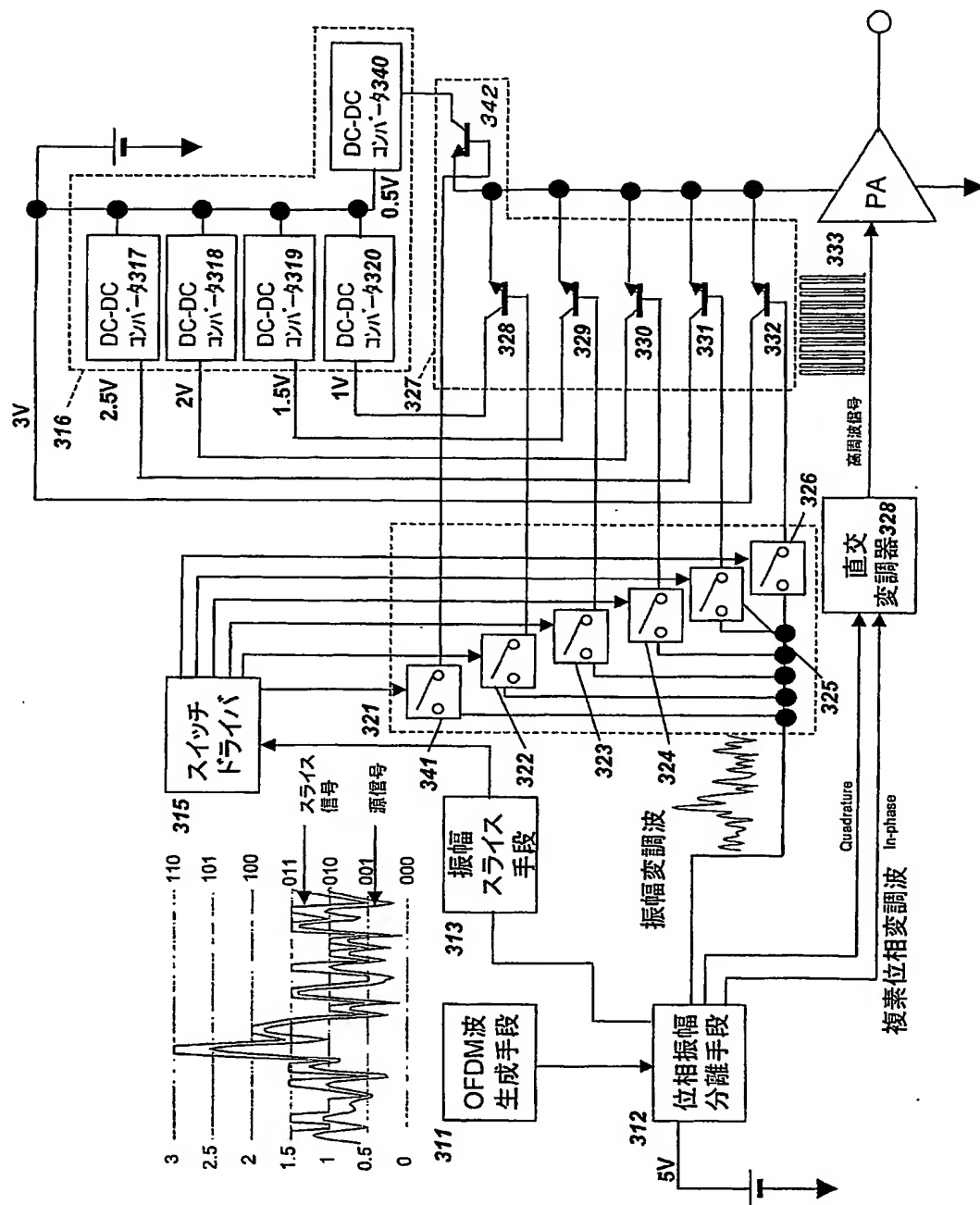
【図1】



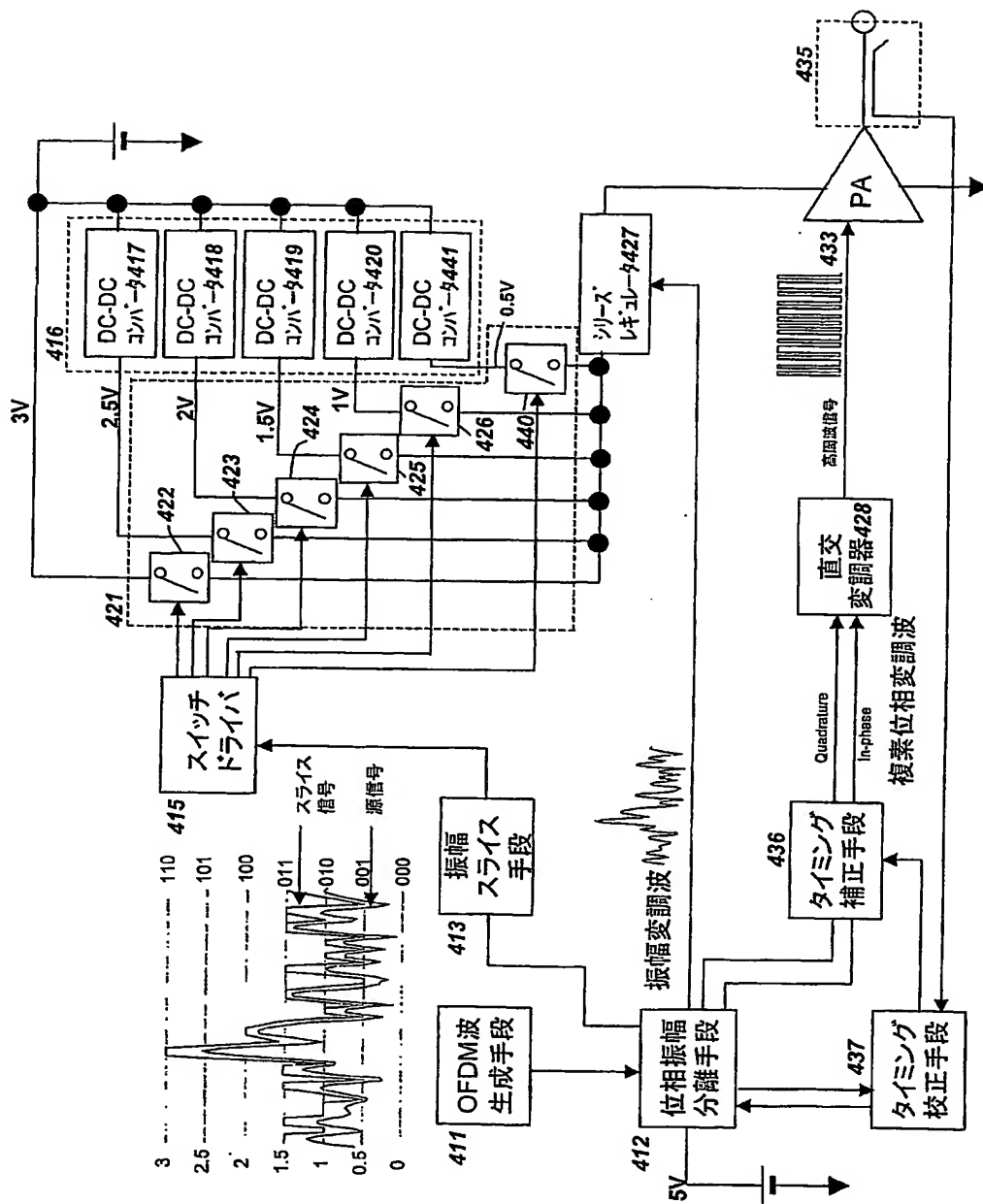
【図2】



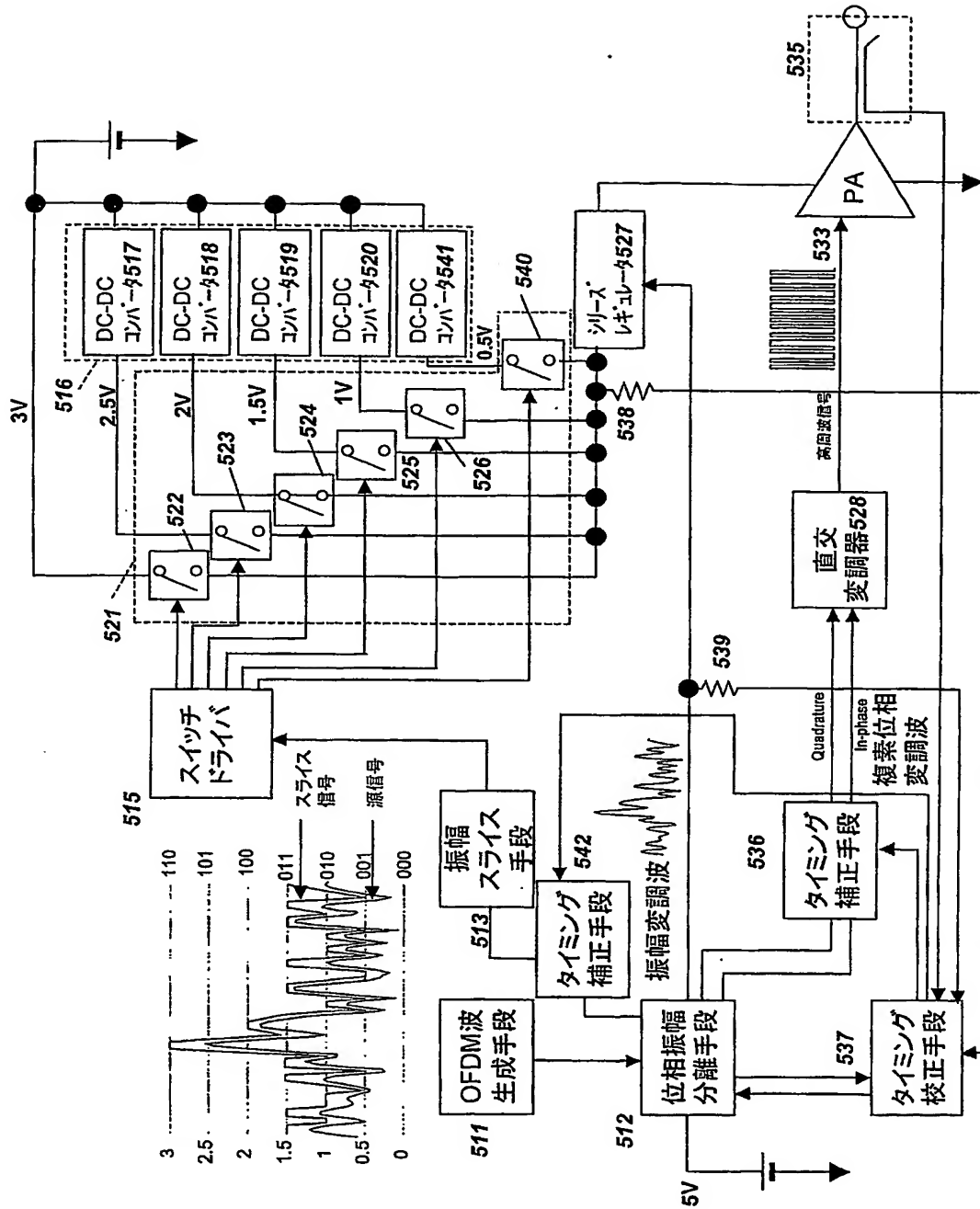
【図3】



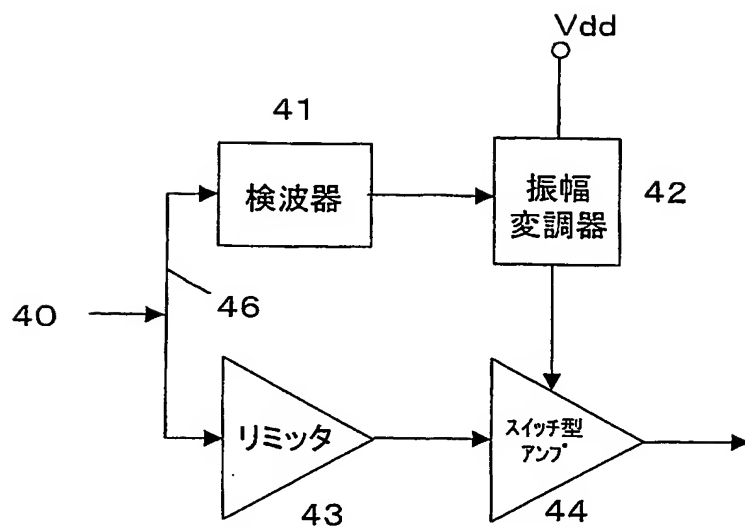
【図 4】



【図5】



【図 6】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 広帯域で高効率な EER 法の送信機を提供する。

【解決手段】 変調信号のうちの振幅変調成分と位相変調成分とを高周波電力増幅器 333 の高周波入力端子と電源端子にそれぞれ入力し、高周波電力増幅器 333 の出力からもとの変調信号を得る。出力電圧の順次異なる DC-DC コンバータ 317~320, 340 からエミッタフォロワ群 327 の各々にコレクタ電圧を供給し、振幅変調成分のレベルに応じてエミッタフォロワ群 327 のいずれか一つのエミッタフォロワのベースに振幅変調成分を供給し、そのエミッタフォロワの出力を高周波増幅器 333 の電源端子に供給し、DC-DC コンバータ 317~320, 340 の出力とエミッタフォロワから出力される振幅変調成分の差を小さくしてエミッタフォロワ群 327 による電源効率を高め、かつ、高周波電力増幅器 333 の電源電圧をエミッタフォロワ群 327 で振幅変調することで、広帯域動作を可能とした。

【選択図】 図 3

認定・付加情報

特許出願の番号

特願 2002-312724

受付番号

50201623248

書類名

特許願

担当官

第七担当上席

0096

作成日

平成14年10月29日

<認定情報・付加情報>

【提出日】

平成14年10月28日

次頁無

特願 2002-312724

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号

[000005821]

1. 変更年月日

1990年 8月28日

[変更理由]

新規登録

住 所

大阪府門真市大字門真1006番地

氏 名

松下電器産業株式会社